

**PATENT APPLICATION**

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re the Application of:

TAKAHASHI, et al.

Group Art Unit: Unknown

Application No.: Unknown

Examiner: Unknown

Filed: July 14, 2003

Attorney Dkt. No.: 101175-00032

For: APPARATUS FOR CONTROLLING BRUSHLESS MOTOR

**CLAIM FOR PRIORITY**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Date: July 14, 2003

Sir:

The benefit of the filing date(s) of the following prior foreign application(s) in the following foreign country is hereby requested for the above-identified patent application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:

Foreign Application No. 2002-205691, dated July 15, 2002, in Japan.

In support of this claim, certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of these/this document.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment with respect to this paper to Deposit Account No. 01-2300.

Respectfully submitted,



Charles M. Marmelstein  
Registration No.

Customer No. 004372  
ARENT FOX KINTNER PLOTKIN & KAHN, PLLC  
1050 Connecticut Avenue, N.W.,  
Suite 400  
Washington, D.C. 20036-5339  
Tel: (202) 857-6000  
Fax: (202) 638-4810  
CMM/cam

日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 7月15日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-205691

[ ST.10/C ]:

[ JP2002-205691 ]

出 願 人

Applicant(s):

本田技研工業株式会社

2003年 4月25日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田 信一郎



出証番号 出証特2003-3031004

【書類名】 特許願

【整理番号】 PSA61381HT

【提出日】 平成14年 7月15日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明者】

    【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研  
                                究所内

    【氏名】 高橋 豊

【発明者】

    【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研  
                                究所内

    【氏名】 今井 信幸

【特許出願人】

    【識別番号】 000005326

    【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100077805

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 佐藤 辰彦

【選任した代理人】

    【識別番号】 100077665

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 千葉 剛宏

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 015174

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9711295

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

DC ブラシレスモータの制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

突極型の DC ブラシレスモータの 3 相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畳する高周波重畳手段と、該 3 相の電機子のうちの第 1 相の電機子に流れる電流を検出する第 1 電流検出手段と、該 3 相の電機子のうちの第 2 相の電機子に流れる電流を検出する第 2 電流検出手段と、

前記高周波重畳手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畳されたときに前記第 1 電流検出手段により検出される第 1 電流値及び前記第 2 電流検出手段により検出される第 2 電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の 2 倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該 2 倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段と、

前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、

前記モータを該モータのロータの磁束方向である q 軸上にある q 軸電機子と、q 軸と直交する d 軸上にある d 軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第 1 電流値と前記第 2 電流値とに基づいて、該 q 軸電機子に流れる q 軸検出電流と該 d 軸電機子に流れる d 軸検出電流とを算出する 3 相 / d q 変換手段と、

前記 q 軸検出電流と所定の q 軸指令電流との差に応じた q 軸電流偏差と、前記 d 軸検出電流と所定の d 軸指令電流との差に応じた d 軸電流偏差を解消するように、前記駆動電圧を決定する電流制御手段と、

前記 q 軸指令電流を所定の磁極検出電流に設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて、所定の演算処理により算出された磁極参照値に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する磁極検出手段とを備えた DC ブラシレスモータの制御装置において、

前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の非実行時は、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 d 軸電流偏差を算出し、前記磁極検出処理の実行時には、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 d 軸電流偏差を算出することを特徴とする DC ブラシレスモータの制御装置。

#### 【請求項 2】

前記磁極検出手段は、前記磁極検出電流として第 1 の磁極検出電流と該第 1 の磁極検出電流と逆向きの第 2 の磁極検出電流とを設定し、

該第 1 の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第 1 の磁極参照値と、該第 2 の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第 2 の磁極参照値との差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することを特徴とする請求項 1 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

#### 【請求項 3】

前記参照値抽出手段は、次式 (1) と (2) により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出することを特徴とする請求項 1 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

#### 【数 1】

$$V_s = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots\dots\dots (1)$$

#### 【数 2】

$$V_c = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots\dots\dots (2)$$

但し、上記式 (1) ～ (2) において、 $V_s$  : 前記正弦参照値、 $V_c$  : 前記余弦参照値、 $I_u$  : 前記第 1 電流値、 $I_w$  : 前記第 2 電流値、 $\omega$  : 前記高周波電圧

の角速度。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、突極型のDCブラシレスモータのロータ角度を位置検出センサを用いることなく検出し、該ロータ角度に基づいて該モータの電機子電流を制御するDCブラシレスモータの制御装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来技術】

DCブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るためには、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そして、ロータ角度を検出する位置検出センサを省いてDCブラシレスモータとモータ制御装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する種々の方法が提案されている。

【0 0 0 3】

本願発明者らも、先の出願（特願2001-288303）において、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出するロータ角度検出装置を提案している。かかるロータ角度検出装置においては、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に印加する駆動電圧に高周波電圧を重畳したときに、該3相の電機子のうちの第1相に流れる電流の検出値及び第2相に流れる電流の検出値と、該高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、該モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する。そして、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いてDCブラシレスモータのロータ角度を算出している。

【0 0 0 4】

しかし、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いてロータ角度を検出する場合、検出されるロータ角度の周期は180度となる。そのため、ロータ角度を360度の範囲で検出するためには、モータの回転開始時にロータの磁極の向きを検出する必要がある。

## 【0005】

そして、ロータの磁極の向きの検出時間が長くなると、それに応じてモータの始動が遅れるという不都合がある。

## 【0006】

## 【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上記不都合を解消し、ロータの磁極の向きの検出時間を短縮することができ、DCブラシレスモータの制御装置を提供することを目的とする。

## 【0007】

## 【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するためになされたものであり、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畳する高周波重畳手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、前記高周波重畳手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畳されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段とを備える。

## 【0008】

そして、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第1電流値と前記第2電流値とに基づいて、該q軸電機子に流れるq軸検出電流と該d軸電機子に流れるd軸検出電流とを算出する3相/dq変換手段と、前記q軸検出電流と所定のq軸指令電流との差に応じたq軸電流偏差と、前記d軸検出電流と所定のd軸指令電流との差に応じたd軸電流偏差を解消するように、前記駆動電圧を決定する電流制御手段と、前記q軸指令電



流を所定の磁極検出電流に設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて、所定の演算処理により算出された磁極参照値に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する磁極検出手段とを備えたＤＣブラシレスモータの制御装置の改良に関する。

## 【 0 0 0 9 】

そして、前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の非実行時は、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 d 軸電流偏差を算出し、前記磁極検出処理の実行時には、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 d 軸電流偏差を算出することを特徴とする。

## 【 0 0 1 0 】

かかる本発明によれば、前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の実行時は、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 d 軸電流偏差を算出する。そのため、前記 q 軸指令電流を前記磁極検出電流に設定したときに、積分処理による遅延を生じることなく該磁極検出電流が q 軸電機子に流れるように前記電流制御手段により q 軸電機子に流れる電流が制御される。

## 【 0 0 1 1 】

この場合、前記 q 軸指令電流を前記磁極検出電流に設定してから、該磁極検出電流に応じた電流が前記第 1 電流検出手段と前記第 2 電流検出手段によって検出されるまでの時間が短くなるため、前記磁極検出電流に応じた前記正弦参照値及び前記余弦参照値と、該正弦参照値及び該余弦参照値に応じて算出される前記磁極参照値が得られるまでの時間も短くなる。

## 【 0 0 1 2 】

したがって、前記磁極検出処理により前記磁極参照値に基づいて前記モータの

ロータの磁極の向きを検出するために要する時間を短縮することができる。

【0013】

また、前記磁極検出手段は、前記磁極検出電流として第1の磁極検出電流と該第1の磁極検出電流と逆向きの第2の磁極検出電流とを設定し、該第1の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第1の磁極参照値と、該第2の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第2の磁極参照値との差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することを特徴とする。

【0014】

かかる本発明によれば、詳細は後述するが、前記磁極検出電流として前記第1の磁極検出電流を設定したときに算出される前記第1の磁極参照値と、前記磁極検出電流として前記第2の磁極検出電流を設定したときに算出される前記第2の磁極参照値との差の符号は、前記ロータの磁極の向きに応じて反転する。そのため、前記磁極検出手段は、前記第1の磁極参照値と前記第2の磁極参照値の差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することができる。

【0015】

また、前記参照値抽出手段は、次式(3)と(4)により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出したことを特徴とする。

【0016】

【数3】

$$V_s = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \text{.....(3)}$$

【0017】

【数4】

$$V_c = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \text{..... (4)}$$

但し、上記式(3)～(4)において、 $V_s$ ：前記正弦参照値、 $V_c$ ：前記余

弦参照値、 $I_u$ ：前記第 1 電流値、 $I_w$ ：前記第 2 電流値、 $\omega$ ：前記高周波電圧の角速度。

【0018】

かかる本発明によれば、前記参照値抽出手段は、上記式（3）、（4）により、前記第 1 電流値（ $I_u$ ）と前記第 2 電流値（ $I_w$ ）と前記高周波電圧の角速度（ $\omega$ ）から、前記正弦参照値（ $V_s$ ）と前記余弦参照値（ $V_c$ ）を算出することができる。そして、前記ロータ角度算出手段は、前記正弦参照値（ $V_s$ ）と前記余弦参照値（ $V_c$ ）を用いて前記モータのロータ角度を算出することができ、前記磁極検出手段は、前記正弦参照値（ $V_s$ ）と前記余弦参照値（ $V_c$ ）とに応じて算出された前記磁極参照値に基づいて前記モータのロータの磁極の向きを検出することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の一例について図 1～図 6 を参照して説明する。図 1 は DC ブラシレスモータの構成図、図 2 は図 1 に示した DC ブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図、図 3、図 4 はロータの磁極判別処理の説明図、図 5 はロータの初期位置を検出する手順を示したフロー図、図 6 は PI（比例積分）処理部の構成図である。

【0020】

図 2 に示したモータコントローラ 10（本発明の DC ブラシレスモータの制御装置に相当する）は、図 1 に示した突極型の DC ブラシレスモータ 1 の電機子 3、4、5 に流れる電流をフィードバック制御するものであり、DC ブラシレスモータ 1（以下、モータ 1 という）を、ロータ 2 の界磁極の磁束方向である q 軸上にある q 軸電機子と該 q 軸と直交する d 軸上にある d 軸電機子とを有する dq 座標系による等価回路に変換して扱う。

【0021】

そして、モータコントローラ 10 は、外部から与えられる d 軸電機子に流れる電流（以下、d 軸電流という）の指令値である d 軸指令電流  $I_{d\_c}$  と q 軸電機子に流れる電流（以下、q 軸電流という）の指令値である q 軸指令電流  $I_{q\_c}$

とが、実際にモータ 1 の 3 相の電機子に流れる電流の検出値から 3 相 / d q 変換により算出した d 軸検出電流  $I_{d\_s}$  と q 軸検出電流  $I_{q\_s}$  とに、それぞれ一致するように、モータ 1 の 3 相の電機子に印加する電圧を制御する。

#### 【 0 0 2 2 】

モータコントローラ 1 0 は、d 軸電機子に印加する電圧（以下、d 軸電圧という）の指令値である  $V_{d\_c}$  と q 軸電機子に印加する電圧（以下、q 軸電圧という）の指令値である  $V_{q\_c}$  とを、モータ 1 の U, V, W の 3 相の電機子に印加する電圧の指令値である  $V_{U\_c}$ ,  $V_{V\_c}$ ,  $V_{W\_c}$  に変換する d q / 3 相変換部 2 0、d q / 3 相変換部 2 0 から出力される  $V_{U\_c}$ ,  $V_{V\_c}$ ,  $V_{W\_c}$  に、それぞれ高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  を重畳する高周波重畳部 2 1（本発明の高周波重畳手段に相当する）、及び該高周波電圧が重畳された  $V_{U\_c}$ ,  $V_{V\_c}$ ,  $V_{W\_c}$  に応じた駆動電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  をモータ 1 の U, V, W の各相の電機子にそれぞれ印加するパワードライブユニット 2 2（本発明の電圧印加手段に相当する）を備える。

#### 【 0 0 2 3 】

さらに、モータコントローラ 1 0 は、モータ 1 の U 相（本発明の第 1 相に相当する）の電機子に流れる電流を検出する U 相電流センサ 2 3（本発明の第 1 電流検出手段に相当する）、モータ 1 の W 相（本発明の第 2 相に相当する）の電機子に流れる電流を検出する W 相電流センサ 2 4（本発明の第 2 電流検出手段に相当する）、U 相電流センサ 2 3 の検出電流値  $I_{u\_s}$  と W 相電流センサ 2 4 の検出電流値  $I_{w\_s}$  とを用いてモータ 1 のロータ角度  $\theta$ （図 1 参照）を検出する角度検出部 2 5、 $I_{u\_s}$  と  $I_{w\_s}$  とを用いて  $I_{d\_s}$  と  $I_{q\_s}$  とを算出する 3 相 / d q 変換部 2 6（本発明の 3 相 / d q 変換手段に相当する）、及び d 軸と q 軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打消す処理を行なう非干渉演算部 2 7 を備える。

#### 【 0 0 2 4 】

モータコントローラ 1 0 は、第 1 減算器 2 8 により d 軸指令電流  $I_{d\_c}$  から d 軸検出電流  $I_{d\_s}$  を減算し、その減算結果に第 1 の P I 演算部 2 9 で P I（比例積分）処理を施した d 軸電流偏差に第 1 加算器 3 0 で非干渉成分を加算して

、該 d 軸電流偏差に応じた d 軸電圧の指令値  $V_{d\_c}$  を生成する。

【0025】

また、モータコントローラ 10 は、同様にして、第 2 減算器 31 により q 軸指令電流  $I_{q\_c}$  から q 軸検出電流  $I_{q\_s}$  を減算し、その減算結果に第 2 の P I 演算部 32 で P I（比例積分）処理を施した q 軸電流偏差に第 2 加算器 33 で非干渉成分を加算して、該 q 軸電流偏差に応じた q 軸電圧の指令値  $V_{q\_c}$  を生成する。

【0026】

そして、d 軸電圧の指令値  $V_{d\_c}$  と q 軸電圧の指令値  $V_{q\_c}$  とが d q / 3 相変換部 20 に入力される。これにより、パワードライブユニット 22 を介して、d 軸指令電流  $I_{d\_c}$  と d 軸参照電流  $I_{d\_r}$  との偏差（d 軸電流偏差）、及び q 軸指令電流  $I_{q\_c}$  と q 軸参照電流  $I_{q\_r}$  との偏差（q 軸電流偏差）を解消するように、モータ 1 の電機子に 3 相電圧  $V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$  が印加され、モータ 1 の電機子に流れる電流が制御される。

【0027】

なお、第 1 減算器 28、第 2 減算器 31、第 1 の P I 演算部 29、第 2 の P I 演算部 32、d q / 3 相変換部 20、及びパワードライブユニット 22 により、本発明の電流制御手段が構成される。

【0028】

ここで、3 相 / d q 変換部 26 は、U 相電流センサ 23 の検出電流値  $I_{u\_s}$  と、W 相電流センサ 24 の検出電流値  $I_{w\_s}$  と、モータ 1 のロータ角度  $\theta$  とから d 軸検出電流  $I_{d\_s}$  と q 軸検出電流  $I_{q\_s}$  とを、以下の式（5）と式（6）から算出するため、モータコントローラ 10 はロータ角度  $\theta$  を検出する必要がある。

【0029】

【数 5】

$$i_d = \sqrt{2} \left\{ i_u \cdot \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) - i_w \cdot \sin \theta \right\} \quad \cdots \cdots (5)$$

【0030】

【数 6】

$$i_q = \sqrt{2} \left\{ I_u \cdot \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - I_w \cdot \cos\theta \right\} \quad \cdots \cdots (6)$$

そして、モータコントローラ 10 は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、 $d/q/3$  相変換部 20 から出力される U, V, W 相に印加する電圧の指令値  $V_{U\_c}$ ,  $V_{V\_c}$ ,  $V_{W\_c}$  に対して、高周波重畳部 21 から出力される高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  (以下の式 (7) で表される) をそれぞれ重畳することによってロータ角度  $\theta$  を検出する。

【0031】

【数 7】

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (7)$$

すなわち、第 3 加算器 34 で  $V_{U\_c}$  に  $v_u$  を加算し、第 4 加算器 35 で  $V_{V\_c}$  に  $v_v$  を加算し、第 5 加算器 36 で  $V_{W\_c}$  に  $v_w$  を加算する。そして、角度検出部 25 は、高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  を重畳したときに、U 相電流センサ 23 により検出される電流値  $I_{u\_s}$  と W 相電流センサ 24 により検出される電流値  $I_{w\_s}$  とを用いて、ロータ角度  $\theta$  を検出する。なお、角度検出部 25 は、本発明の参照値抽出手段とロータ角度算出手段と磁極検出手段の機能を含む。

【0032】

角度検出部 25 は、上述した式 (5) と式 (6) の  $I_u$  と  $I_w$  に、U 相電流センサ 23 により検出された電流値  $I_{u\_s}$  と W 相電流センサ 24 により検出された電流値  $I_{w\_s}$  をそれぞれ代入し、式 (5) と式 (6) の  $\omega$  に高周波重畳部 21 により重畳された上記式 (7) の高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  の角速度  $\omega$  を代入して、以下の式 (8) と式 (9) に示したように、ロータ角度  $\theta$  の 2 倍角の正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  とを算出する。

【0033】

【数 8】

$$\begin{aligned}
V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
&= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
&\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cdot \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_{udc} - \cos 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right\} dt \\
&= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
&\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\cos (3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \cos (\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\cos 3\omega t + \cos \omega t}{2} I_{wdc} \right] dt \\
&= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta \quad \text{..... (8)}
\end{aligned}$$

【0 0 3 4】

【数 9】

$$\begin{aligned}
V_c &= \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
&\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cdot \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_{udc} - \sin 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right\} dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
&\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin (3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \sin (\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\sin 3\omega t + \sin \omega t}{2} I_{wdc} \right] dt \\
&= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta \quad \text{..... (9)}
\end{aligned}$$

但し、 $I_{udc}$  : U相の電機子に流れる電流の直流成分、 $I_{wdc}$  : W相の電機子に流れる電流の直流成分。

【0 0 3 5】

なお、式(8)と式(9)における $\omega t$ についての $\sin$ ,  $\cos$ 成分が本発明の重畳した高周波電圧に応じた高周波成分に該当する。また、式(8)と式(9)における演算ゲイン $K$ は、以下の式(10)で示した形となる。

【 0 0 3 6 】

【数 1 0】

$$K = \frac{1}{2(l-m) \cdot l - \Delta l^2 \left( \frac{3}{2} + 3\cos \frac{2}{3}\pi \right)} \quad \text{..... (10)}$$

但し、 $l$ ：モータ 1 の各相の自己インダクタンスの直流分、 $\Delta l$ ： $l$  の変動分、 $m$ ：各相間の相互インダクタンスの直流分。

【 0 0 3 7 】

なお、上記式 (8) と式 (9) では、積分期間を  $0 \sim 2\pi/\omega$  として、 $I_u$  と  $I_w$  の直流成分 ( $I_{udc}$ ,  $I_{wdc}$ ) に関する積分値が 0 になるようにしたが、 $I_u$  と  $I_w$  が直流成分を含まず、以下の式 (11), (12) の形で表される場合には、以下の式 (13), (14) に示したように、積分期間を  $0 \sim \pi/\omega$  としても正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  を算出することができる。

【 0 0 3 8 】

【数 1 1】

$$I_u = K \left[ -(l-m) \cos \omega t - \frac{3\Delta l}{2} \cos (2\theta - \omega t) \right] \quad \text{..... (11)}$$

【 0 0 3 9 】

【数 1 2】

$$I_w = K \left[ -(l-m) \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) - \frac{3\Delta l}{2} \cos \left( 2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right] \quad \text{..... (12)}$$

【 0 0 4 0 】



【数 1 3】

$$\begin{aligned}
V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot l_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot l_w \right\} dt \\
&= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
&= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
&= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{4} \sin 2\theta \quad \text{----- (13)}
\end{aligned}$$

【0 0 4 1】

【数 1 4】

$$\begin{aligned}
V_c &= - \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot l_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot l_w \right\} dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[ \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
&= K \frac{3\sqrt{3}\Delta l}{4} \cos 2\theta \quad \text{----- (14)}
\end{aligned}$$

そして、上記式 (8) と式 (9)、または上記式 (13) と式 (14) から、  
以下の式 (15) によりモータ 1 のロータ角度を算出することができる。

【0 0 4 2】

【数 1 5】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \text{----- (15)}$$

なお、 $\tan^{-1}$  関数は正弦参照値 ( $V_s$ ) 及び余弦参照値 ( $V_c$ ) の変化に対する変動分が大きい場合、上記式 (15) によりモータ 1 のロータ角度を算出したときに、正弦参照値 ( $V_s$ ) と余弦参照値 ( $V_c$ ) の算出誤差の影響を受けてロータ角度の検出誤差が大きくなる場合がある。

【 0 0 4 3 】

そこで、角度検出部 2 5 は、最初のサンプリング時点においては上記式 ( 1 5 ) によりモータ 1 のロータ角度を算出し、次のサンプリング時点以降においては、以下の式 ( 1 6 ) の関係式から、ロータ角度の推定値  $\theta^{\wedge}$  と実際値  $\theta$  との位相差  $(\theta - \theta^{\wedge})$  に応じた位相差データとして以下の式 ( 1 7 ) に示す  $\Delta \theta$  を算出し、該位相差  $(\theta - \theta^{\wedge})$  を解消するように構成した以下の式 ( 1 8 ) で表されるオブザーバによる追従演算によりロータ角度を算出する。

【 0 0 4 4 】

この場合、高周波成分の大きさ  $(\sqrt{V_s^2 + V_c^2})$  の変動に伴うゲインの変動を抑制してロータ角度算出の安定性を高めることができる。

【 0 0 4 5 】

【数 1 6】

$$\begin{aligned} V_s \cdot \cos 2 \hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2 \hat{\theta} &= \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \sin (2 \theta - 2 \hat{\theta}) \\ &\approx \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \cdot 2 (\theta - \hat{\theta}) \quad ((\theta - \hat{\theta}) \approx 0 \text{ の場合}) \\ &\dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

【 0 0 4 6 】

【数 1 7】

$$\begin{aligned} \Delta \theta &= 2 (\theta - \hat{\theta}) \approx \sin (2 \theta - 2 \hat{\theta}) \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2 \hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2 \hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \quad \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

【 0 0 4 7 】

【数 1 8】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \frac{2 (\theta(n) - \hat{\theta}(n))}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \quad \dots\dots\dots (18)$$

但し、 $\theta(n)$ 、 $\theta^{\wedge}(n)$ 、 $\omega^{\wedge}(n)$  は、それぞれあるサンプリング時点  $n$  におけるロータ角度  $\theta$  の実際値と推定値及びロータの角速度  $\omega$  の推定値であり、 $\theta^{\wedge}(n+1)$ 、 $\omega^{\wedge}(n+1)$  は、それぞれ  $n$  の次のサンプル時点  $n+1$  におけるロータ角度  $\theta$  の推定値とロータの角速度  $\omega$  の推定値である。また、 $\Delta t$  はサンプリング時間であり、 $K_1$ 、 $K_2$  は演算ゲインである。

【 0 0 4 8 】

また、角度検出部 2 5 の演算能力が低く、上記式 ( 1 7 ) の平方根演算に要する時間が問題となる場合は、以下の式 ( 1 9 ) に示す近似を行ってもよい。

【 0 0 4 9 】

【数 1 9】

$$\Delta \theta = 2 (\theta - \hat{\theta}) \approx \sin (2 \theta - 2 \hat{\theta})$$

$$= \begin{cases} \frac{V_s \cdot \cos 2 \hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2 \hat{\theta}}{|V_s|} & (|V_s| > |V_c|) \\ \frac{V_s \cdot \cos 2 \hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2 \hat{\theta}}{|V_c|} & (|V_c| > |V_s|) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (19)$$

なお、本実施の形態では、角度検出部 2 5 は、前記式 ( 8 ) , ( 9 ) において、時間に応じて変化する高周波成分に対して積分演算を行うことにより、ロータ角度  $\theta$  の 2 倍角の正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  を算出したが、ローパスフィルタを施して正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  を出力するように処理してもよい。

【 0 0 5 0 】

次に、モータ 1 は突極性のある DC ブラシレスモータであり、そのロータ 2 のギャップのインダクタンスはロータ角度の  $1/2$  の周期で変動するため、電気角で  $0 \sim 180^\circ$  又は  $180 \sim 360^\circ$  の範囲での角度演算が可能である。そのため、 $0 \sim 360^\circ$  の範囲でロータ角度を検出するためには、ロータ 2 の磁極の向きを検出する必要がある。

【 0 0 5 1 】

ここで、q 軸電機子に電流 ( $I_q$ ) を流して q 軸方向 (ロータ 2 の磁石の磁束方向) に磁界を生じさせると、図 3 に示したように、該電流により生じる磁界 ( $B_s$ ) の向きとロータ磁石により生じる磁界 ( $B_m$ ) の向きが同一である飽和状態では、 $\Delta l$  (U, V, W の各相の自己インダクタンスの直流分  $l$  の変動分) が大きくなり、トータルした磁界 ( $B_t$ ) の磁束密度が高くなる。

【 0 0 5 2 】

一方、q 軸電流子に流した電流により生じる磁界 ( $B_s$ ) の向きとロータ磁石により生じる磁界 ( $B_m$ ) の向きが異なる非飽和状態では、 $\Delta l$  が小さくなり、

トータルした磁界（ $B_t$ ）の磁束密度が低くなる。

【0053】

そのため、 $\Delta 1$ の値により変化する正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ （上記式（8）、（9）により算出される）から以下の式（20）（本発明の所定の演算処理に相当する）により算出した磁極参照値 $A$ の値は、ロータ2が飽和状態にあるときと非飽和状態にあるときとで相違する。

【0054】

【数20】

$$A = \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \quad \text{..... (20)}$$

そこで、角度検出部25は、高周波重畳部21により高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ を重畳すると共に $q$ 軸電機子に所定方向の第1の磁極検出電流を流した状態における $W$ 相電流センサ24と $U$ 相電流センサ23の検出電流値から、上記式（8）、（9）により正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とを算出し、該正弦参照値 $V_s$ と該余弦参照値 $V_c$ から上記式（20）により算出した磁極参照値 $A$ を第1の磁極参照値 $A_1$ とする。

【0055】

また、角度検出部25は、高周波重畳部21により高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ を重畳すると共に $q$ 軸電機子に前記第1の磁極検出電流と逆向きの第2の磁極検出電流を流した状態における $W$ 相電流センサ24と $U$ 相電流センサ23の検出電流値から、上記式（8）、（9）により正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とを算出し、該正弦参照値 $V_s$ と該余弦参照値 $V_c$ から上記式（20）により算出した磁極参照値 $A$ を第2の磁極参照値 $A_2$ とする。

【0056】

そして、前記第1の磁極参照値 $A_1$ と前記第2の磁極参照値 $A_2$ の差 $\Delta A$ （ $\Delta A = A_1 - A_2$ ）は、図4に示したように変化する。図4はモータ1のロータ角度を変更して算出した前記 $\Delta A$ の値をロータ角度の検出値 $R$ と重ねてプロットしたグラフであり、ロータ角度が $360^\circ$ の時点と $180^\circ$ の時点で $\Delta A$ の符号が反転している。そのため、角度検出部25は、 $\Delta A$ の符号からロータ2の磁極の向きを検出することができる。

## 【 0 0 5 7 】

図 5 は、以上説明したモータ 1 のロータ角度とロータ 2 の磁極の向きの検出処理の実行手順を時系列的に示したフロー図である。以下、図 5 を参照して、角度検出部 2 5 によるモータ 1 のロータ角度とロータ 2 の磁極の向きの具体的な検出手順について説明する。

## 【 0 0 5 8 】

角度検出部 2 5 は、時刻  $t_0$  でモータ 1 の運転開始が指示されると、高周波重畳部 2 1 による高周波  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  の重畳を開始する。そして、角度検出部 2 5 は、最初のサンプリング時点で上記式 (15) によりモータ 1 のロータ角度を検出し ( $t_0 \sim t_1$ )、次のサンプリング時点以降は上記式 (18) のオブザーバによる追従演算によりロータ角度を検出する。

## 【 0 0 5 9 】

続いて、角度検出部 2 5 は、モータ 1 のロータ 2 の磁極検出処理を実行する ( $t_2 \sim t_5$ )。該磁極検出処理においては、角度検出部 2 5 は、先ず  $q$  軸指令電流を第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  に設定して ( $I_{q\_c} = I_{q\_p1}$ )、上記式 (20) により第 1 の磁極参照値  $A_1$  を算出し ( $t_2 \sim t_3$ )、次に  $q$  軸指令電流を第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  に設定して ( $I_{q\_c} = I_{q\_p2}$ )、上記式 (20) により第 2 の磁極参照値  $A_2$  を算出する ( $t_4 \sim t_5$ )。

## 【 0 0 6 0 】

そして、角度検出部 2 5 は、第 1 の磁極参照値  $A_1$  と前記第 2 の磁極参照値  $A_2$  の差  $\Delta A$  ( $\Delta A = A_1 - A_2$ ) の符号から、ロータ 2 の磁極の向きを検出して、ロータの初期位置の検出を完了する。なお、ロータ 2 の磁極の向きは運転開始時に一度検出すればよく、後はロータ角度の推移から  $0 \sim 360$  度の範囲でロータ角度を検出することができる。

## 【 0 0 6 1 】

また、磁極検出処理に要する時間が長いと、それだけモータ 1 のトルク制御が開始されるまでの時間が長くなる。そこで、角度検出部 2 5 は、図 5 の (b) に示したように、磁極検出処理の実行時は、第 1 の  $PI$  演算部 2 9 及び第 2 の  $PI$  演算部 3 2 における積分処理を禁止して比例処理のみを行うようにする。

## 【 0 0 6 2 】

具体的には、図 6 に示したように、比例係数  $K_p$  の乗算部 4 0 と、積分演算部 4 1 と、積分係数  $K_i$  の乗算部 4 2 と、加算部 4 3 とから構成される第 1 の P I 演算部 2 9 において、積分処理の禁止を指示するパラメータ  $I_{n\_off}$  により係数  $K_i$  をゼロとすることにより、比例処理のみを行うようにしている。

## 【 0 0 6 3 】

また、第 2 の P I 演算部 3 2 (第 1 の P I 演算部 2 9 と同様に構成される) に対しても、角度検出部 2 5 は、パラメータ  $I_{n\_off}$  の設定により、積分処理を禁止して比例制御のみを行なうようにする。

## 【 0 0 6 4 】

なお、積分係数  $K_i$  をゼロにする他、積分演算部 4 1 によるデータの累積を禁止して累積値をゼロとすることにより、第 1 の P I 演算部 2 9 と第 2 の P I 演算部 3 2 における積分処理を禁止して積分処理のみを行うようにしてもよい。

## 【 0 0 6 5 】

ここで、第 1 の P I 演算部 2 9 と第 2 の P I 演算部 3 2 における積分処理は、モータ 1 の電機子に流れる電流の変動を抑制して、モータ 1 の回転時における電流制御の安定性を高めるためのものである。しかし、磁極検出処理の実行時に第 1 の P I 演算部 2 9 と第 2 の P I 演算部 3 2 により積分処理を行うと、該積分処理は、 $q$  軸指令電流として第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  と第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  が設定されたときに、 $q$  軸電流偏差の増加を抑制するように作用する。

## 【 0 0 6 6 】

そのため、 $q$  軸指令電流として第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  及び第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  が設定されてから、モータ 1 の電機子に実際に第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  及び第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  が流れるまでの遅れ時間が長くなり、磁極検出処理に要する時間が長くなる。

## 【 0 0 6 7 】

そこで、磁極検出処理の実行時に、第 1 の P I 演算部 2 9 及び第 2 の P I 演算部 3 2 における積分処理を禁止することによって、 $q$  軸指令電流として第 1 の磁

極検出電流  $I_{q\_p1}$  及び第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  が設定されてから、モータ 1 の電機子に実際に第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  及び第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  に流れるまでの遅れ時間を短くすることができる。

【0068】

そして、これにより、第 1 の磁極検出電流  $I_{q\_p1}$  に応じた前記第 1 の磁極参照値  $A_1$  と第 2 の磁極検出電流  $I_{q\_p2}$  に応じた前記第 2 の磁極参照値  $A_2$  の差  $\Delta A$  の符号によりロータ 2 の磁極の向きを検出する磁極検出処理の実行時間 ( $t_2 \sim t_5$ ) を短縮して、運転開始がなされてからトルク出力が開始されるまでに要する時間 ( $t_0 \sim t_5$ ) を短縮することができる。

【0069】

なお、ロータ 2 の磁極の向きを検出する他の方法として、 $q$  軸電機子に一方向の磁極検出電流を流し、そのときに上記式 (20) により算出される磁極参照値  $A$  を予め定めた閾値と比較することによって、ロータ 2 の磁極の向きを検出する場合であっても、上述したように第 1 の P I 制御部 29 及び第 2 の P I 制御部 32 における積分処理を禁止して比例処理のみを行うことにより、ロータ 2 の磁極の向きの検出時間を短縮してモータ 1 のトルク出力開始までに要する時間を短縮することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 DC ブラシレスモータの構成図。

【図 2】 図 1 に示した DC ブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図。

【図 3】 ロータの磁極検出処理の説明図。

【図 4】 ロータの磁極検出処理の説明図。

【図 5】 ロータの初期位置を検出する手順を示したフロー図。

【図 6】 P I (比例積分) 処理部の構成図。

【符号の説明】

1 … DC ブラシレスモータ、 2 … ロータ、 3 … U 相の電機子、 4 … V 相の電機子、 5 … W 相の電機子、 10 … モータコントローラ、 20 …  $dq/3$  相変換部、 21 … 高周波重畳部、 22 … パワードライブユニット、 23 … U 相電流センサ、

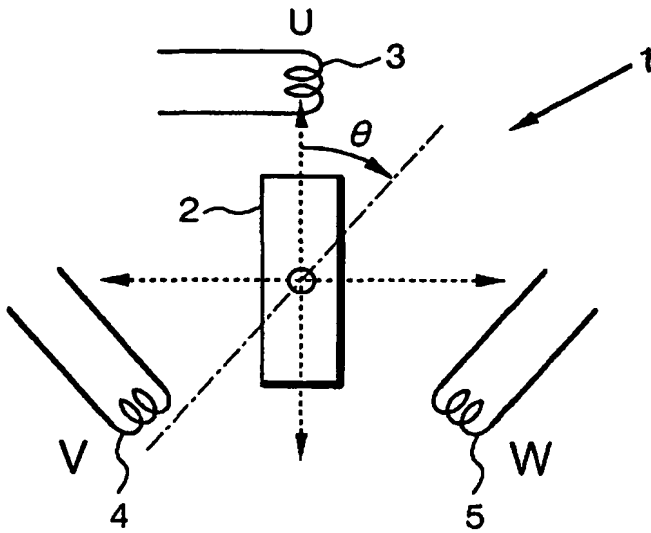
2 4 … W 相電流センサ、 2 5 … 角度検出部、 2 6 … 3 相 / d q 変換部、 2 7 … 非  
干渉演算部、 2 9 … 第 1 の P I 演算部、 3 2 … 第 2 の P I 演算部



【書類名】 図面

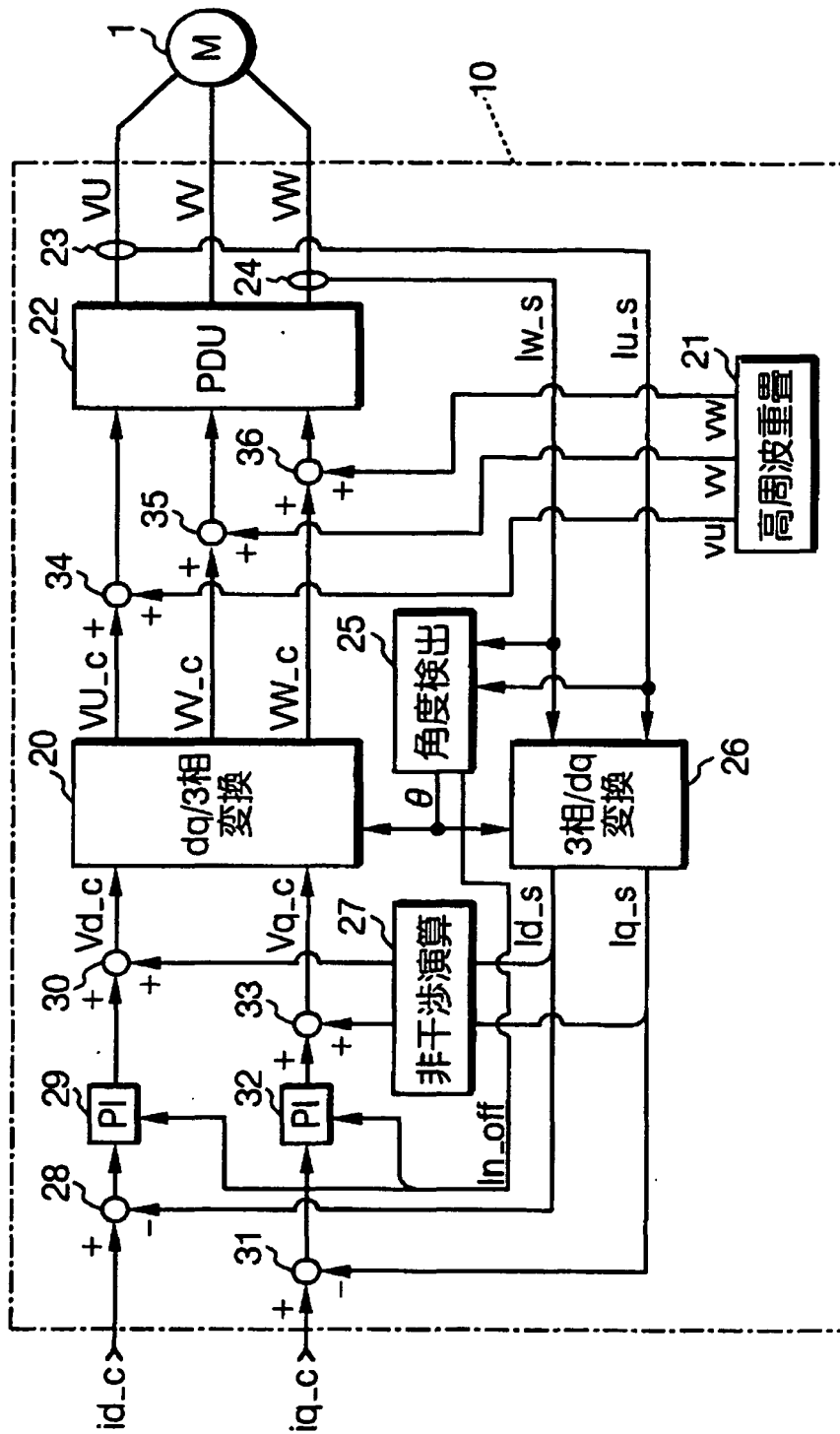
【図 1】

FIG. 1



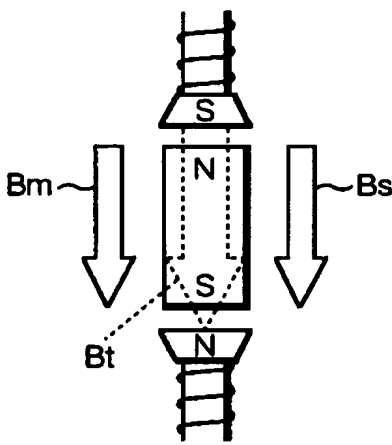
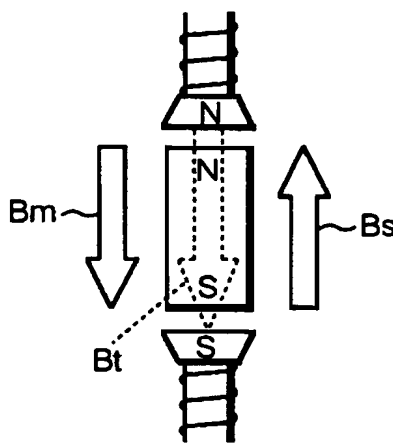
【図 2】

FIG. 2



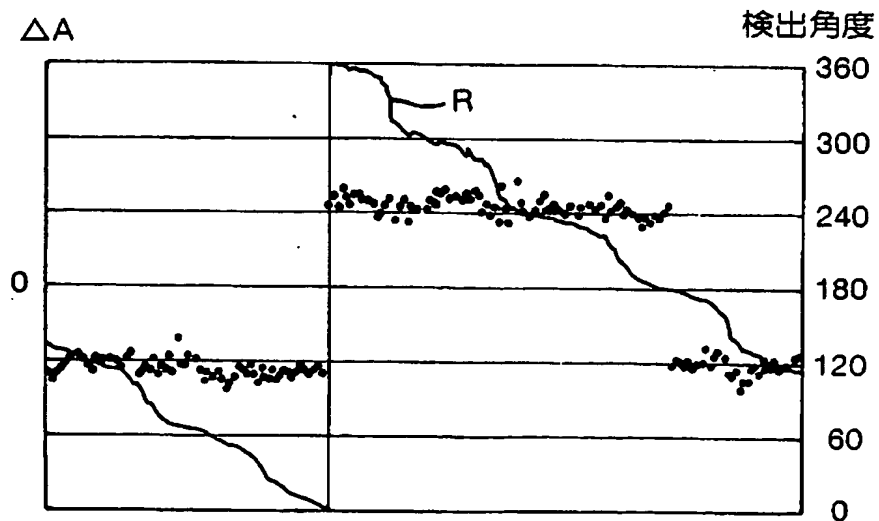
【図 3】

FIG. 3

状態	飽和	非飽和
磁束		
q軸電流	正方向	負方向
磁極参照値	増大	減少

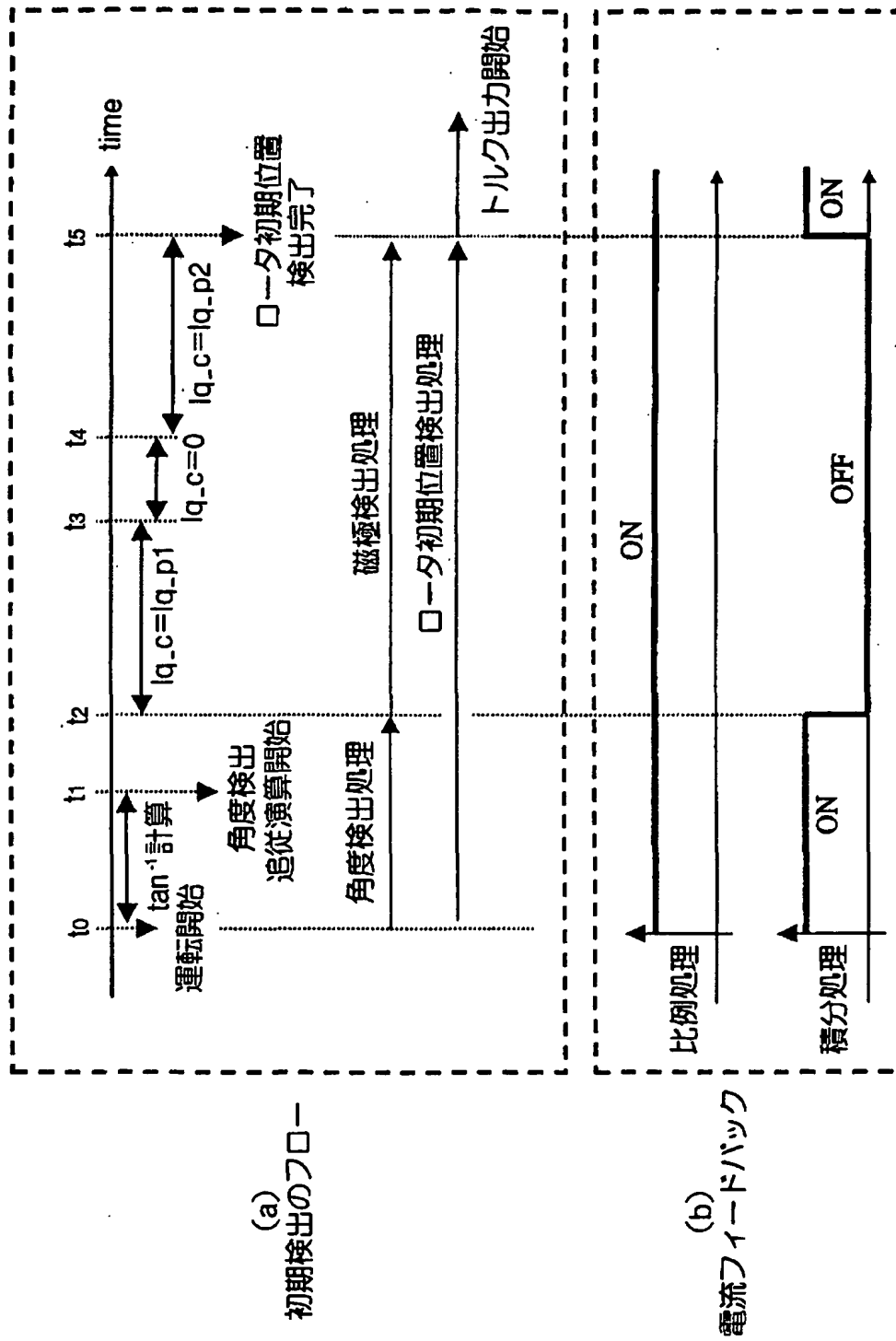
【図 4】

FIG.4



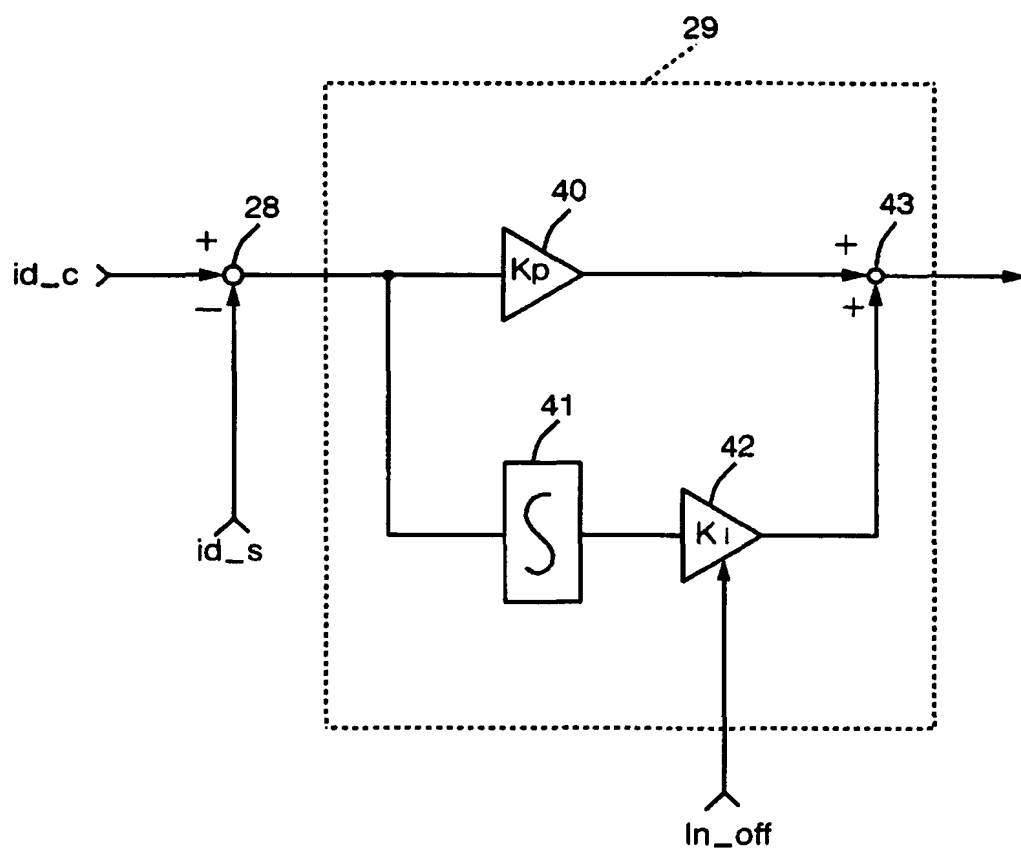
【図 5】

FIG. 5



【図 6】

FIG.6



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ロータの磁極の向きの検出時間を短縮することができるDCブラシレスモータの制御装置を提供する。

【解決手段】 角度検出部25は、q軸指令電流を第1の磁極検出電流 $I_{q\_p1}$ 及び第2の磁極検出電流に設定して、第1の磁極参照値 $A_1$ と第2の磁極参照値 $A_2$ を算出し( $t_2 \sim t_3$ ,  $t_4 \sim t_5$ )、 $\Delta A (= A_1 - A_2)$ の符号によりモータ1のロータ2の磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する。角度検出部25は、q軸指令電流とq軸検出電流との差及びd軸指令電流とd軸検出電流との差に対して、磁極検出処理の実行時は比例処理のみを施して電流フィードバック制御における電流偏差を算出し( $t_2 \sim t_5$ )、磁極検出処理の非実行時には比例処理と積分処理とを施して電流フィードバック制御における電流偏差を算出する( $t_0 \sim t_2$ ,  $t_5 \sim$ )。

【選択図】 図5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005326]

1. 変更年月日	1990年 9月 6日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区南青山二丁目1番1号
氏 名	本田技研工業株式会社